CAPITULO V

APLICACIONES DE LOS DIODOS SEMICONDUCTORES

Desde el descubrimiento del efecto rectificador de la unión p-n en la década de los 40, se ha desarrollado una gran variedad de dispositivos cuyo funcionamiento está basado fundamentalmente en las propiedades de la unión p-n. Entre ellos, cabe destacar sobre todo los dispositivos opto-electrónicos, tales como los fotodetectores y los diodos emisores de luz, así como los modernos diodos láser. Entre las muchas aplicaciones de estos dispositivos hay que citar por ejemplo el campo de las comunicaciones por fibra óptica, mediante las cuales es posible trasmitir mucha mayor información que en los sistemas de comunicación por cable convencional. En este capítulo se trata de dar una visión general de los fundamentos físicos de los diferentes dispositivos basados en la unión p-n, sin entrar en detalle en los circuitos electrónicos, más o menos complejos, desarrollados para sacar mejor partido de ellos.

5.1. EL DIODO COMO ELEMENTO RECTIFICADOR

Una de las aplicaciones más inmediatas de los diodos es la rectificación de tensiones alternas. Según se ha visto en el capítulo tercero, los diodos semiconductores presentan una elevada resistencia cuando están polarizados en inverso, mientras que su resistencia es prácticamente cero cuando se les polariza en directo con un voltaje superior al umbral, V_γ (véase apartado 3.4).

En la fig. 5.1a, se presenta un circuito simple de rectificación de una tensión alterna, V_i, en el que se incluye un diodo en serie con una resistencia, R_L. Esta resistencia representa un elemento de consumo sobre el que se pretende aplicar tensiones únicamente positivas en uno de sus extremos. En el semiperíodo positivo de la señal del generador, V_i, el diodo presenta

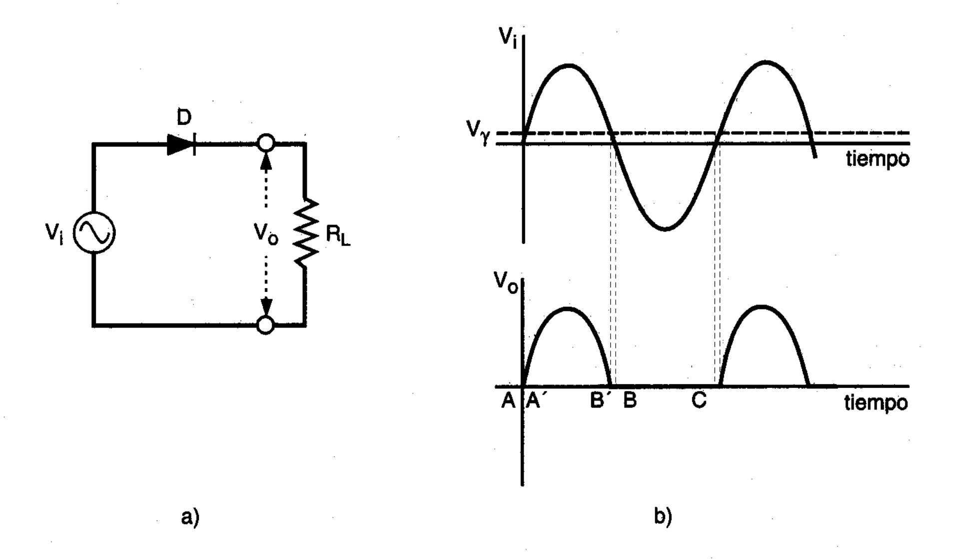


Fig. 5.1. *a) Esquema de un circuito rectificador simple para la corriente alterna, formado por un diodo, D, en serie con la resistencia de carga, R_L. b) Variación de la señal de salida, V_o, para una señal de entrada, V_i, en forma de onda sinusoidal.*

una resistencia muy pequeña, por lo que prácticamente toda la tensión cae en la resistencia externa de carga R_L. La onda de salida, V_o, es entonces prácticamente igual a la señal de entrada (tramo AB en la fig. 5.1b). En contraste, durante el semiperíodo negativo de la señal V_i el diodo ofrece una resistencia muy elevada, de forma que para efectos prácticos puede considerarse infinita. En estas circunstancias, toda la tensión V_i cae en el diodo y en consecuencia la tensión V_o que cae en R_L es próxima a cero (tramo BC de la fig. 5.1b). Así pues, mediante el circuito simple de la fig. 5.1a sólo los ciclos positivos de la señal actúan sobre la carga, y por esta razón se le denomina *rectificador de media onda*. Debido a que para tensiones positivas por debajo de la tensión umbral la resistencia del diodo es ya muy elevada, una pequeña parte del ciclo positivo (tramos AA' y BB' en la fig. 5.1b) aparece también anulada en la señal de salida. Es evidente además, que el conjunto diodo-resistencia de carga actúa como un *divisor de tensión* de forma que el efecto rectificador está limitado a resistencias de carga mucho menores que la resistencia del diodo en polarización inversa, y a la vez mucho mayores que la resistencia en directo.

Una rectificación mucho más eficiente se consigue utilizando circuitos más complejos, como el *rectificador de onda completa* presentado en la fig. 5.2a. En este caso es preciso

pasar primero la tensión a rectificar, V_i, a través de un transformador. El transformador tiene en el arrollamiento del secundario una toma intermedia conectada en el punto medio de la bobina. De este modo, la diferencia de potencial en cualquier instante entre este terminal y uno cualquiera de los extremos del transformador debe ser la mitad de la tensión entre los extremos. La resistencia de carga se conecta entonces entre el terminal intermedio, punto A, conectado a tierra (cero), y el punto B común a los dos diodos, los cuales a su vez están unidos por el otro extremo a cada uno de los terminales de salida del transformador.

Debido a esta toma intermedia conectada a tierra, las tensiones entre los terminales 1-A y 2-A oscilan en oposición de fase. Así, por ejemplo, consideremos el ciclo positivo de la onda de entrada en el cual la tensión en los extremos del transformador pasa por un valor máximo, V_m. El voltaje máximo entre los puntos 1 y A (tierra) será $+V_m / 2$, mientras que entre 2 y A el voltaje máximo será de $-V_m / 2$. De este modo, la diferencia de potencial $V_{12} = V_{1A}-V_{2A}$ coincide con el valor V_m. Por tanto, durante el semiciclo positivo el diodo D_1 queda polarizado en directo y transmite la señal positiva entre los terminales A y B, mientras que el diodo D_2 permanece polarizado en inverso, "bloqueando" la señal negativa. Como consecuencia de esto, entre los puntos A y B donde está conectada la carga R_L, aparece una onda o señal de amplitud $+V_m / 2$. Durante el período negativo de la onda de entrada ocurre una situación similar, aunque ahora tendremos una señal alterna de valor máximo $+V_m / 2$ entre los puntos 2 y A (tierra) y $-V_m / 2$ entre los puntos 1 y A. Tenemos pues que en este semiperíodo el diodo D_1 "bloquea" la señal, mientras que el diodo D_2 transmite la señal positiva hasta el

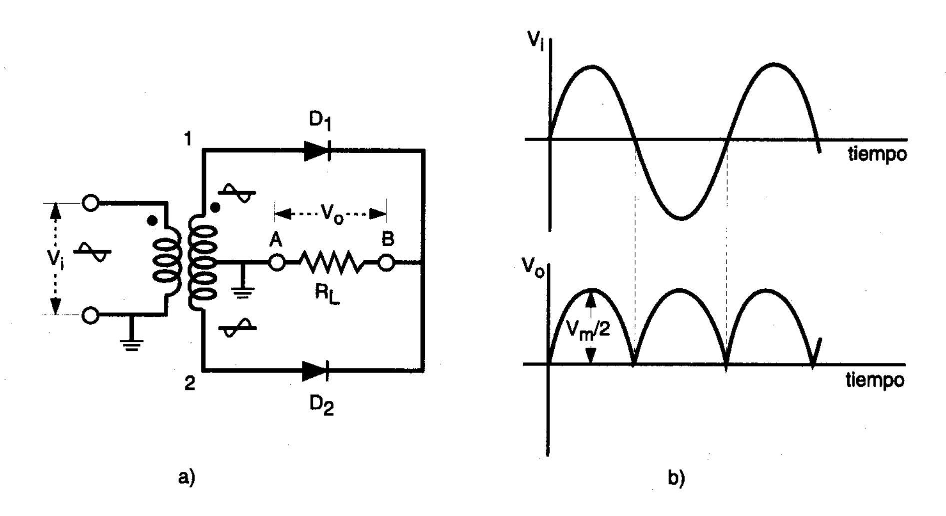


Fig. 5.2. *a) Circuito rectificador de onda completa. b) Esquema de la variación de la señal de salida, V_o, para una onda sinusoidal de entrada, V_i.*

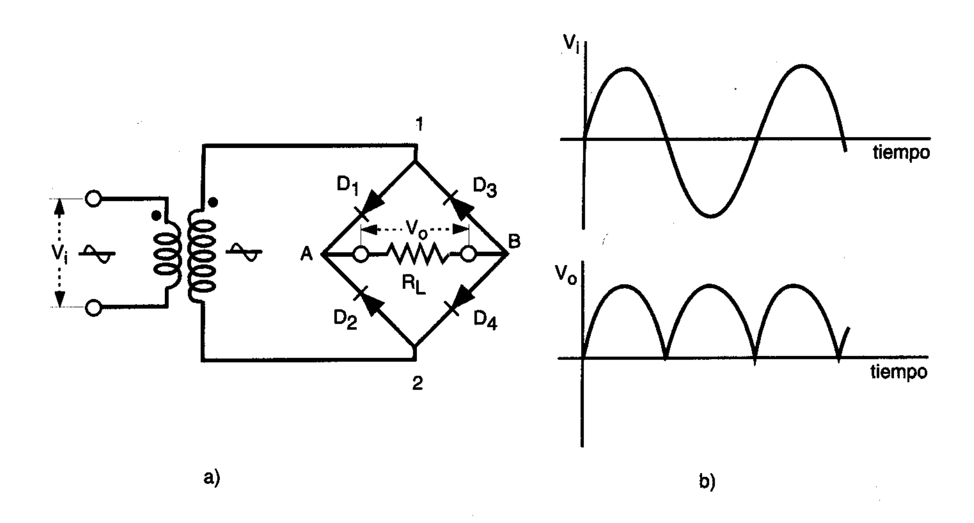


Fig. 5.3. *a) Circuito rectificador de onda completa formado por un circuito puente de cuatro diodos. b) Variación de las ondas de entrada, V_i, y de salida, V_o.*

punto B. La onda de salida entre los puntos A y B tiene de nuevo un valor positivo. En resumen, durante un ciclo completo de la onda de entrada, la variación del voltaje de salida es siempre positiva, con ciclos alternantes de frecuencia doble a la de entrada según se indica en la gráfica de la fig. 5.2b.

Otro circuito rectificador de onda completa, formado por un puente de cuatro diodos, viene esquematizado en la fig. 5.3a. En este caso la carga R_L se conecta entre los extremos A y B del puente, mientras que la onda a rectificar se aplica entre los otros dos extremos, 1 y 2. Durante el ciclo positivo, el terminal 1 es positivo y el 2 es negativo por lo que la corriente se transmite a la carga R_L mediante los diodos D_1 y D_4, que están polarizados en directo. Por contra, durante el ciclo negativo, el terminal 2 es positivo y el 1 negativo. La corriente se transmite ahora hacia la carga a través de los diodos D_2 y D_3, que son los que están polarizados en directo. Nótese que en ambos ciclos la tensión entre los puntos A y B es siempre positiva e igual a la tensión de salida V_o (fig. 5.3b). Este circuito tiene de ventaja, sobre el anterior, de que para una señal alterna dada a la salida del transformador las tensiones máximas en inverso a que están sometidos cada uno de los diodos son más bajas. Además, este circuito no requiere el uso de un transformador, aunque suele ser frecuente su utilización en aplicaciones de baja tensión.

5.2. CIRCUITOS LIMITADORES (*)

Basadas en el efecto de rectificación, son muchas las funciones que pueden ejecutar los diodos semiconductores, sobre todo cuando van asociados con otros componentes del circuito, tales como condensadores, baterías, etc. Entre estas funciones cabe citar las de detección de valor de pico en una señal variable, multiplicación de voltajes alternos, limitación de tensiones variables, estabilización de fuentes de alimentación, etc. Por su importancia e interés haremos una descripción solamente de estas dos últimas aplicaciones.

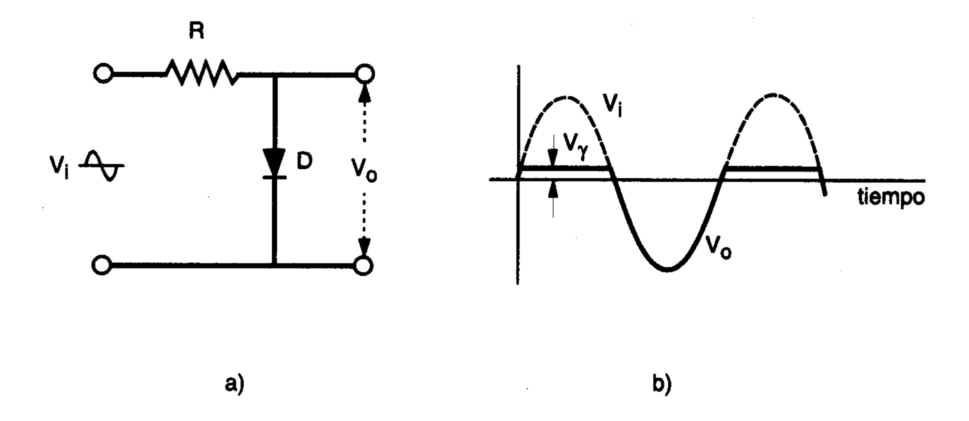


Fig. 5.4. *a) Circuito limitador de señales de voltaje positivas. b) Variación de la onda de salida, V_o, para una onda sinusoidal de entrada, V_i.*

A menudo interesa, por ejemplo, eliminar la parte de una tensión variable con forma arbitraria que esté por encima de un valor de referencia dado, V_r. Esto ocurre por ejemplo cuando se pretende proteger un equipo o un dispositivo de sobretensiones que eventualmente se puedan presentar sobre él.

Un ejemplo característico de limitación de voltajes lo constituyen los circuitos rectificadores estudiados en el apartado anterior ya que de hecho sólo permiten el paso de la parte positiva de un voltaje alterno. En la fig. 5.4a se da, asimismo, un circuito de similares características al circuito rectificador que sólo permite el paso de la parte negativa de un voltaje alterno, según se indica en la fig. 5.4b. Así, en el semiciclo positivo, el diodo polariza-

do en directo tiene una resistencia muy pequeña, por lo que la caída de potencial a través de él, igual a V_o, será prácticamente nula. En el semiciclo negativo el diodo se encuentra polarizado en inverso y su resistencia es elevada. En consecuencia, toda la tensión de entrada cae prácticamente a través del diodo, con lo que $V_o \approx V_i$. La fig. 5.4b ilustra el comportamiento de la onda de salida para un ciclo completo de la tensión de entrada. Obsérvese que durante el semiciclo positivo el voltaje de salida no es completamente nulo ya que el diodo no presenta una resistencia nula hasta que la tensión aplicada sobre él sobrepasa la pequeña tensión umbral, V_γ.

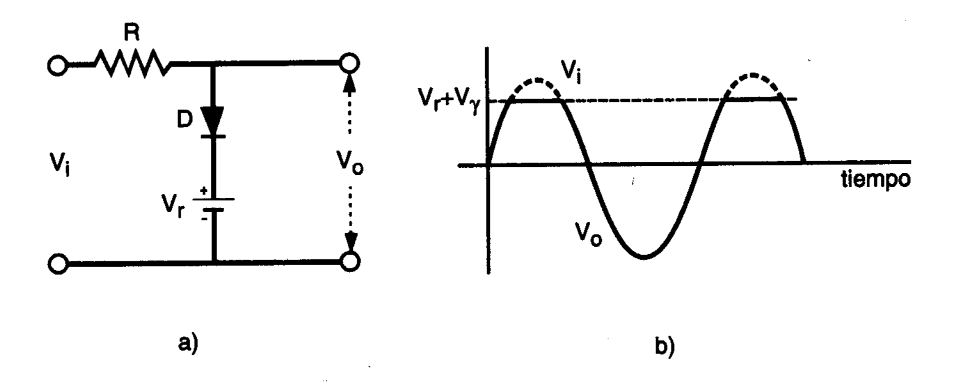


Fig. 5.5. *a) Circuito limitador, de corte superior. b) Variación de la onda de salida,* V_o*, para una onda sinusoidal de entrada,* V_i.

En las figs. 5.5a y 5.6a se dan otros ejemplos de circuitos limitadores basados en el mismo principio de funcionamiento que el circuito anterior. En ambos casos el diodo está conectado en serie con una batería cuyo voltaje V_r sirve como referencia. En el primer circuito, fig. 5.5a, el diodo está polarizado en inverso durante el período de tiempo en el cual la tensión de entrada V_i es menor que V_r. Por tanto, la resistencia del diodo es entonces muy grande y la onda de salida V_o es igual a la de entrada. En el instante en que $V_i > V_r$ (en realidad es $V_i > V_r + V_\gamma$) el diodo queda polarizado en directo con resistencia prácticamente nula. La tensión de salida V_o se iguala entonces al voltaje de referencia (o más exactamente $V_o = V_r + V_\gamma$). La forma de la onda de salida viene esquematizada en la fig. 5.5b, donde se puede observar el efecto de limitación del voltaje de entrada a un valor inferior a V_r el cual puede ser fijado de antemano.

El circuito de la fig. 5.6a funciona de la misma manera con la única diferencia de que, al estar el diodo invertido respecto de la situación anterior, la parte de la onda que queda eliminada es aquella para la cual el voltaje es inferior a V_r (fig. 5.6b). La acción combinada de

los circuitos limitadores de la parte superior y de la parte inferior de un voltaje variable se puede llevar a la práctica en un circuito único, según se esquematiza en las figs. 5.7a y 5.8a.

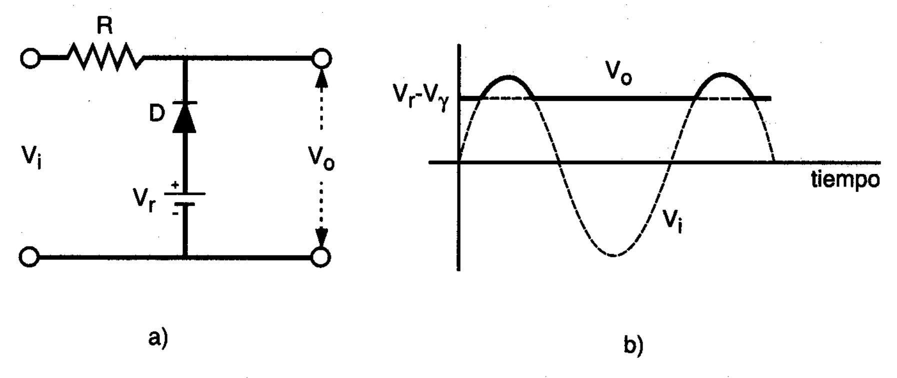
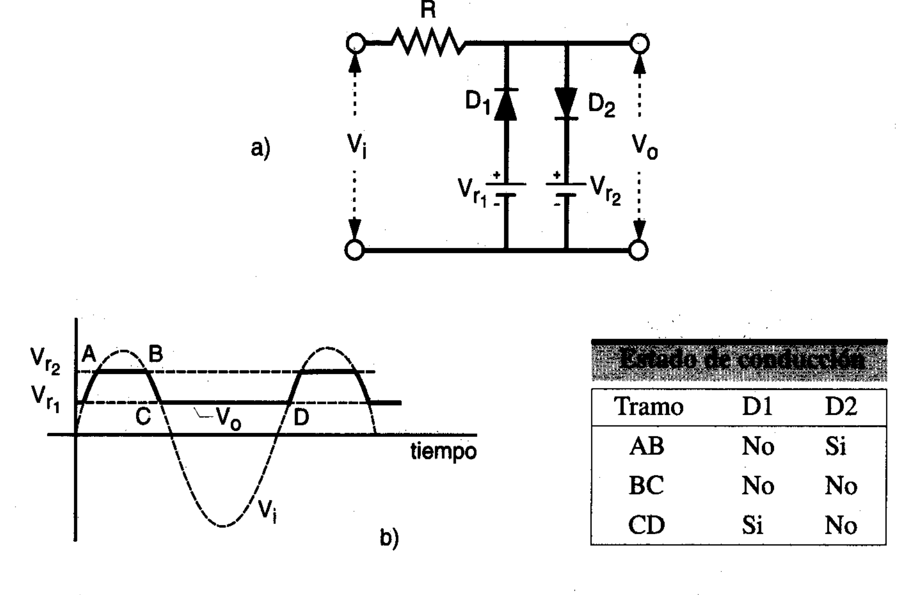


Fig. 5.6. *a) Circuito limitador de corte inferior. b) Variación de la onda de salida, V_o, para una onda sinusoidal de entrada, V_i.*



Estado de conducción		
Tramo	D1	D2
AB	No	Si
BC	No	No
CD	Si	No

Fig. 5.7. *a) Circuito limitador, de corte superior en ambos sentidos. b) Variación de la onda de salida, V_o, para una onda sinusoidal de entrada, V_i (se incluye una tabla que refleja el estado de conducción de cada diodo en cada tramo de la curva de entrada).*

En ambos casos se obtiene, para una onda sinusoidal de entrada, una onda de salida recortada en los valores de cresta (figs. 5.7b y 5.8b). Eligiendo adecuadamente los valores de las tensiones de referencia se puede obtener ondas prácticamente cuadradas (fig. 5.8b). El circuito funciona entonces como un convertidor de onda sinusoidal a onda cuadrada.

5.3. ESTABILIZADORES DE TENSION: DIODOS ZENER

Las fuentes de alimentación de voltaje suelen tener un rango limitado de utilización en el régimen de voltaje constante. Según se indica en el Apéndice A3 esta limitación está impuesta por la propia resistencia interna de la fuente. Efectivamente, consideremos la fuente de voltaje de la fig. 5.9a formada por un generador, V_i, con una resistencia interna, R_i. El voltaje

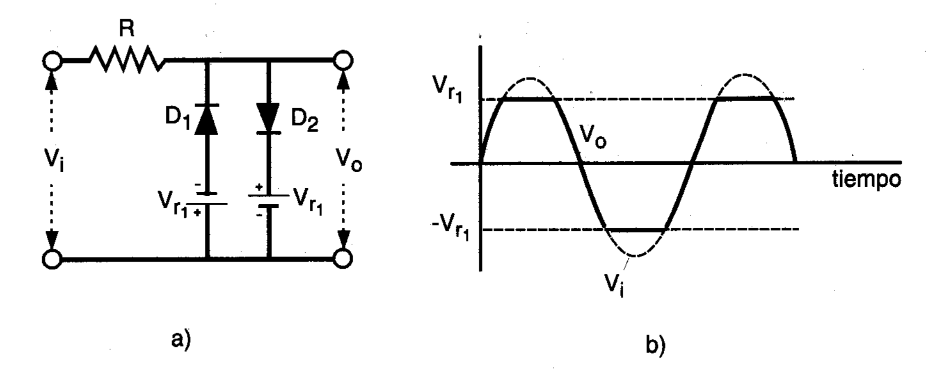


Fig. 5.8. *a) Circuito limitador, de corte simétrico. b) Variación de la onda de salida, V_o, para una onda sinusoidal de entrada, V_i.*

de salida de la fuente, V_o, cuando se conecta en los terminales de salida una resistencia de carga, R_L, viene dado por la ecuación:

$$V_o = V_i - IR_i \qquad [5.1]$$

donde I es la corriente a través de la resistencia de carga, con un valor determinado por $I = V_i/(R_L + R_i)$. La ec. [5.1] indica que la variación de V_o en función de I corresponde a una recta con pendiente igual a $-R_i$, según se representa en la fig. 5.9b. De la figura se desprende que la fuente se comporta como una fuente de voltaje constante, con un voltaje de salida V_o próximo al del generador V_i, solamente cuando el valor de R_i es pequeño o bien cuando el consumo de corriente es pequeño (de hecho ha de cumplirse que $IR_i << V_i$). Evidentemente, si V_i no es constante, caso frecuente, V_o tampoco es constante.

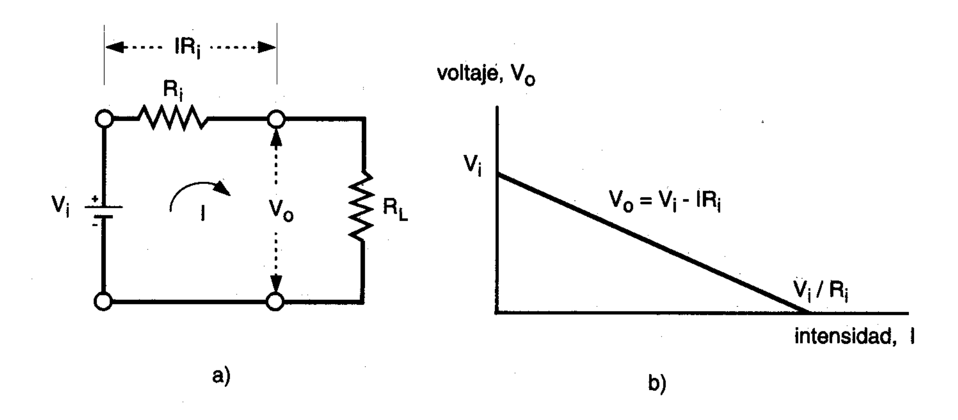


Fig. 5.9. *a) Fuente de alimentación de voltaje para corriente continua formado por un generador de voltaje, V_i, con una resistencia interna R_i. b) Variación del voltaje de salida de la fuente, V_o, con la corriente I en el circuito externo.*

En fuentes de alimentación de continua, una forma de estabilizar el voltaje de salida y de ampliar el rango de funcionamiento para corrientes elevadas (es decir para resistencias de carga pequeñas) consiste en la utilización de un diodo polarizado en inverso conectado en paralelo a la salida de la fuente (fig. 5.10a). Los diodos empleados para ejecutar este tipo de función se les denomina diodos Zener, ya que trabajan en el régimen de avalancha o ruptura. El fundamento de los diodos Zener ha sido ya descrito en un capítulo anterior (sec. 3.3.4). Como es sabido, cuando el diodo se polariza con un voltaje inverso superior o igual al voltaje de ruptura del diodo, V_z, la corriente I_z a través del diodo aumenta abruptamente (fig. 5.10b).

Veamos el modo de operación de un diodo Zener como regulador de voltaje. Sea la fuente de voltaje de la fig. 5.10a, formada por un generador de voltaje constante, V_i, una resistencia externa, R, en serie con el generador y un diodo Zener polarizado en inverso, el cual está conectado entre los terminales de salida. La resistencia R puede incluir la propia resistencia interna del generador. Como veremos más adelante, para que el diodo funcione como estabilizador del voltaje de salida de la fuente, se ha de cumplir que $V_z < V_i$.

Para determinar el punto de funcionamiento de la fuente, consideremos primero el caso extremo indicado en la fig. 5.10a en el que no existe resistencia de carga ($R_L = \infty$), lo cual implica que la corriente en el circuito externo es cero, es decir I = 0. En estas condiciones toda la corriente que suministra el generador se consume a través del diodo, y dado que $V_z < V_i$, la caída de potencial en el diodo se "autoajusta" al valor V_z para dar lugar a una corriente, que denominaremos I_z', correspondiente a un punto determinado Q' en la región de ruptura de la

curva I_z- V del diodo (fig. 5.10b). Ahora bien, si la caída de potencial en el diodo es fija e igual a V_z entonces **la caída de potencial en la resistencia R ha de ser constante con un valor dado por V_i -V_z.** La corriente a través de esta resistencia (que es la misma que circula por el diodo) vendrá dada por:

$$I_z' = \frac{V_i - V_z}{R} \quad [5.2]$$

Es importante hacer notar que si por cualquier circunstancia la tensión del generador, V_i, varía la corriente I_z' variará también en la misma proporción, manteniéndose en todo caso el valor de V_z constante. Esto quiere decir que el potencial de salida de la fuente, V_o, se mantiene igualmente constante, ya que $V_o = V_z$.

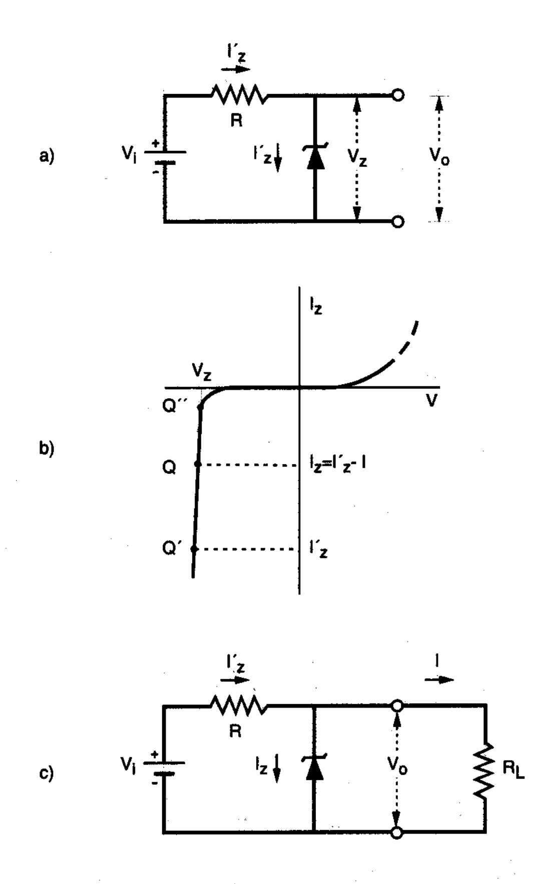


Fig. 5.10. *a) Fuente de alimentación de continua estabilizada con un diodo Zener conectado a la salida de la fuente. b) Curva I_z- V característica del diodo en la región inversa. c) Esquema de la fuente de alimentación anterior con una resistencia de carga, R_L, conectada en los terminales de salida.*

Cuando se añade una resistencia de consumo, R_L, en el circuito externo de la fuente consumiendo una cierta intensidad I ($I = V_o / R_L$), la caída de tensión a través del diodo en principio no tiene porqué variar siempre que R_L se mantenga por encima de ciertos límites. La caída de tensión en el diodo se "autoajusta" de nuevo en el valor V_z, por lo que la diferencia de potencial en la resistencia R seguirá siendo $V_i - V_z$. La corriente total a través de la resistencia R debe ser: $I + I_z$, donde I_z es la corriente que circula ahora a través del diodo (fig. 5.10c). El valor de la corriente a través de R vendrá dado por una ecuación similar a la ec. [5.2], es decir,

$$I_z + I = \frac{V_i - V_z}{R}$$

Esta ecuación nos permite obtener el nuevo valor de la corriente a través del diodo, esto es:

$$I_z = \frac{V_i - V_z}{R} - I \qquad [5.3]$$

Este resultado indica que cuando existe una resistencia de consumo conectada a la fuente el punto de funcionamiento del diodo se traslada en la curva I_z - V en la cantidad I, respecto el caso anterior (punto Q en la fig. 5.10b). De la expresiones [5.2] y [5.3] se desprende además que:

$$I_z = I_z' - I \qquad [5.4]$$

Esto quiere decir que, al conectar la resistencia R_L, la corriente en el diodo disminuye en la misma cantidad que aumenta la corriente en el circuito de consumo, con objeto de mantener la caída de tensión en la resistencia R constante. Así pues, **el efecto estabilizador del diodo Zener es debido a que las posibles variaciones en la corriente I en la resistencia externa originan en el diodo una variación de la corriente prácticamente igual pero en sentido opuesto, manteniéndose en todo caso la corriente a través de la resistencia R constante**. Asimismo, el potencial en el diodo, V_z, y el potencial de salida, V_o, se mantienen también constantes. Argumentos similares permiten demostrar que el potencial de salida también se mantiene constante incluso frente a posibles variaciones de la tensión del generador, siempre dentro de ciertos límites.

Hay que señalar, sin embargo, que, cuando el valor de R_L disminuye, el valor de I no puede aumentar indefinidamente, ya que I tiene un límite máximo, $I_{max} = I_z'$, impuesto por la resistencia R cuando la fuente de voltaje trabaja en circuito abierto (ec. 5.2). Cuando I se acerca al límite máximo, la corriente en el propio diodo se hace muy pequeña, según indica la ec. [5.4], y el punto de funcionamiento del diodo se traslada a Q" situado en el punto de inflexión la curva I_z - V (fig. 5.10b). Cualquier aumento ulterior de la corriente I daría lugar a un desplazamiento del punto Q en la región horizontal de la curva I_z - V, con la correspondiente disminución del voltaje a través del diodo, V_z. La caída de tensión en la resistencia R

ya no sería contante y por consiguiente, el voltaje de salida de la fuente, V_o (= V_z), también disminuiría.

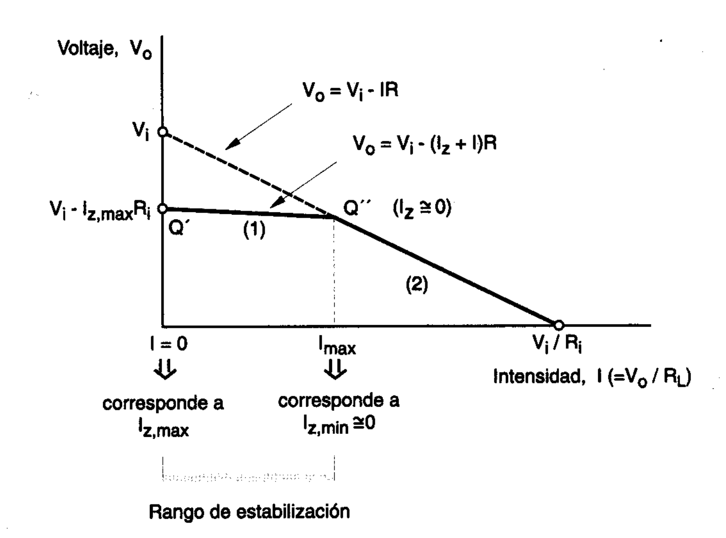


Fig. 5.11. *Variación de la tensión de salida de la fuente de alimentación estabilizada (curva 1) y sin estabilizar (curva 2).*

Así pues, dentro del rango de variación de la corriente en la resistencia de carga, desde I = 0 hasta $I \lesssim I_{max}$, el voltaje de salida se mantiene prácticamente constante en el valor $V_o = V_z$ (curva 1, fig. 5.11). En cambio, cuando la corriente I sobrepasa el valor $I = I_{max}$ el punto Q de funcionamiento del diodo se sale de la región de ruptura. En estas condiciones se puede decir que el diodo no tiene ningún efecto sobre el circuito, ya que la corriente a través de él es muy pequeña. Como consecuencia de ello, el voltaje V_o tiene entonces una variación con la corriente I similar a la de una fuente sin estabilizar (ec. 5.1), es decir: $V_o = V_i - IR$ (curva 2 de la fig. 5.11).

Curiosamente la ganancia en estabilidad de la fuente se consigue a costa de una pérdida sensible en la tensión de salida V_o respecto a la tensión del generador V_i (compárese en la fig. 5.11 la curva 1 con la de trazos, correspondiente al mismo generador funcionando sin diodo Zener). Por ello, si se pretende diseñar una fuente estabilizada con un voltaje de salida V_o, es preciso elegir el generador con un valor V_i más elevado que V_o. Al mismo tiempo el diodo Zener ha de tener un voltaje de ruptura, V_z, muy próximo al valor, V_o, que se desea en la salida. Normalmente el valor de V_z en un diodo Zener está determinado por la concentración de

impurezas a uno y otro lado de la unión. Esto significa que siempre es posible diseñar y fabricar diodos Zener con un voltaje de ruptura apropiado.

Asimismo, el valor $I_z' = I_{max}$, permite determinar el rango de corriente en el circuito de consumo en el cual la fuente queda estabilizada. Según hemos visto, este rango comprende desde I = 0, para el cual I_z alcanzaría su valor máximo, I_z', hasta un valor de $I = I_{max}$, correspondiente a $I_z= 0$ (véase fig. 5.10b). El valor de I_z' depende de la resistencia R elegida en el circuito de estabilización (ec. 5.2), por lo que normalmente se toma R de tal manera que dé el valor más alto posible de I_z' compatible con las propias características de diseño del diodo. En particular, la corriente máxima a través del diodo está determinada por la capacidad de disipación de calor en el dispositivo, y su valor (junto con el de V_z) suele venir incluido en la especificaciones dadas por el fabricante.

5.4. DIODOS ESPECIALES (*)

Esta categoría de diodos especiales abarca un conjunto amplio de diodos que poseen un diseño especial y que basan su acción, más que en el efecto rectificador, en la asimetría de la propia unión p-n.

5.4.1. Diodos inversos

Según vimos en el capítulo tercero, el aumento de la concentración de impurezas en ambos lados de la unión p-n da lugar a un aumento del potencial de contacto, V_o, y a una disminución de la anchura de la región de agotamiento. La barrera de potencial en la unión p-n se hace en estas condiciones cada vez nás abrupta, lo cual favorece el mecanismo de ruptura por efecto túnel cuando se alcanza una tensión crítica en polarización inversa. Como ya sabemos, en este proceso, debido al elevado campo eléctrico que existe en la unión, los electrones de la banda de valencia rompen su enlace con los átomos de la red y pasan por efecto túnel a la banda de conducción. El electrón y el hueco generados en la banda de conducción y en la de valencia, respectivamente, se mueven entonces en direcciones opuestas junto con los portadores mayoritarios hacia los electrodos (véase fig. 3.7).

Si la concentración de impurezas se hace suficientemente elevada se puede conseguir que la tensión crítica necesaria para la producción de pares electrón-hueco por efecto túnel sea prácticamente cero. Lo que ocurre entonces es que el aumento de la corriente, típico de un diodo en polarización inversa, aparece en una región cercana al origen en la curva I-V (fig. 5.12, parte superior). Los diodos fabricados con estas características se les denomina *diodos inversos,* porque en la región próxima al origen la curva I-V recuerda la de un diodo funcionando al revés, es decir, con más corriente en polarización inversa que en directa. Estas

características hacen que los diodos inversos sean muy adecuados para la rectificación y detección de señales muy débiles, inferiores al voltaje umbral, V_γ, de un diodo, ya que un diodo normal solamente conduce de modo apreciable cuando la tensión aplicada a sus extremos es superior al voltaje umbral (véase por ejemplo la fig. 5.1).

En la fig. 5.12a se presenta un esquema del diagrama de bandas de energía de un diodo inverso sin polarización. Debido a los elevados dopajes empleados en la fabricación del diodo, el fondo de la banda de conducción del lado n se encuentra prácticamente a la misma altura que el tope de la banda de valencia del lado p. La aplicación de una tensión pequeña en inversa (tramo b en la curva I - V) hace que el tope de esta banda sobrepase al fondo de la banda de conducción del lado n, dando lugar a la transición de electrones de una banda a otra

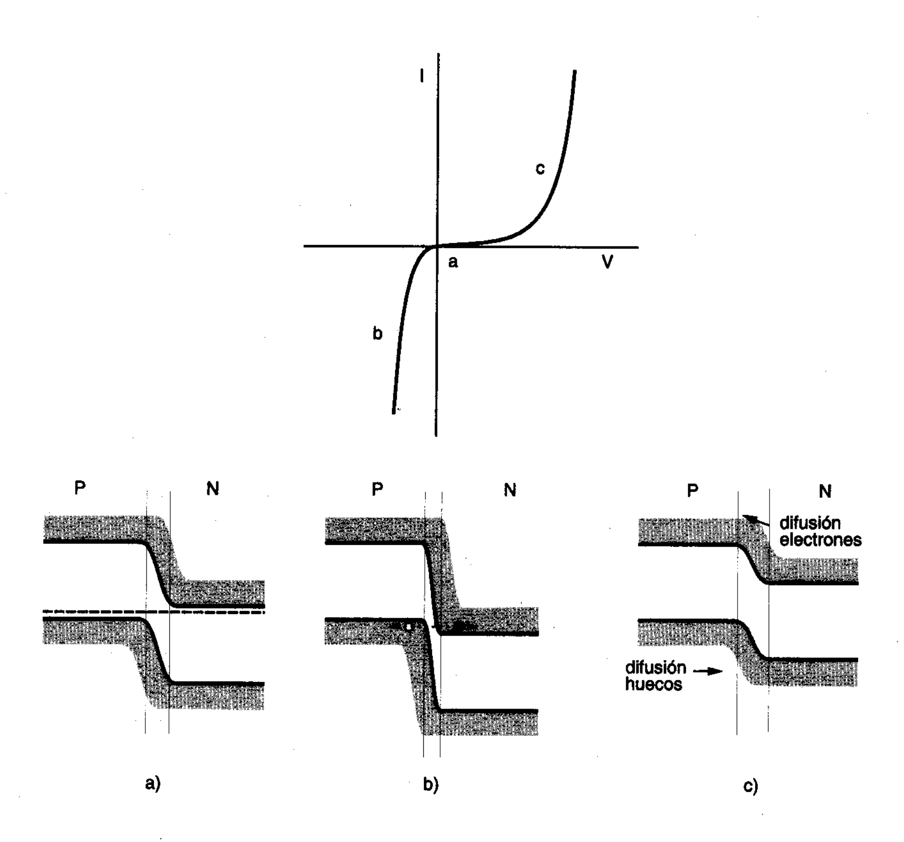


Fig. 5.12. *Parte superior: Representación de la característica I-V de un diodo inverso. Parte inferior: a) Esquema del diagrama de bandas de energía de un diodo inverso sin polarización externa. b) Con polarización en inverso. c) Con polarización en directo.*

por efecto túnel. En el diagrama de energías esta transición se verifica en horizontal (según se indica en la fig. 5.12b), ya que la energía potencial del electrón no varía por efecto de la transición. En esta región de voltajes donde predomina el efecto túnel la corriente a través del diodo es muy elevada. En cambio, en polarización directa (tramo c) el movimiento de los portadores se realiza como en un diodo normal, por lo que la corriente tiene un aumento exponencial de acuerdo con la ley del diodo (fig. 5.12c).

Cualquiera que sea la polarización aplicada al diodo inverso, la conducción se verifica siempre mediante los portadores mayoritarios (tanto si se polariza el diodo en directo como en inverso), los cuales responden de una manera muy rápida, en un tiempo inferior al nanosegundo, a las variaciones del campo eléctrico aplicado (recuérdese la discusión de la sección 3.5.3). Por esta razón, los diodos inversos pueden ser utilizados a frecuencias muy elevadas, en la región de los gigahercios.

5.4.2. Diodos túnel

Cuando la concentración de impurezas añadidas a un semiconductor alcanza un valor próximo o superior a la densidad efectiva de estados, es decir, del orden de 10^{19} átomos/cm^3, se dice que el semiconductor es *degenerado* (ver sección 2.2.2). En estas condiciones, el nivel de Fermi del semiconductor puede estar dentro de la banda de conducción o de valencia, según sea el caso, y además los niveles de energía de las impurezas se transforman en bandas. La consecuencia más importante de ello es una disminución apreciable de la banda de energía prohibida del semiconductor.

Al poner en contacto dos semiconductores degenerados de carácter p y n, la igualación de los niveles de Fermi implica que el fondo de la banda de conducción del lado n puede estar por debajo del tope de la banda de valencia en el lado p. La barrera de la unión es además muy abrupta por lo que el paso de electrones de una banda a otra por efecto túnel puede ocurrir incluso cuando la unión p-n está sin polarizar.

La forma de la curva I-V para los diodos preparados de esta manera, denominados *diodos túnel*, viene dada en la fig. 5.13 (parte superior). En esta curva se observa que existe una región en la cual la corriente disminuye al aumentar el voltaje, es decir, **el diodo presenta una resistencia dinámica negativa**. Inicialmente se consideró esta variación como un efecto anormal para un diodo, y fue Esaki en 1958 el primero en encontrar una explicación basada en fenómenos cuánticos. Para entender mejor el origen de este efecto, en la parte inferior de la fig.5.13 se da la posición relativa de las bandas de energía de un diodo túnel en diferentes estados de polarización. Cuando la tensión de polarización es cero, los electrones pasan por efecto túnel de la banda de valencia a la de conducción o en sentido inverso. El único requisito es que existan estados vacantes para esa energía a los cuales se pueda trasladar el electrón (diagrama b, de la fig. 5.13). Para tensiones de polarización inversas, existe un desnivel entre los niveles de Fermi de la banda de valencia del lado p y de la banda de conducción del lado n,

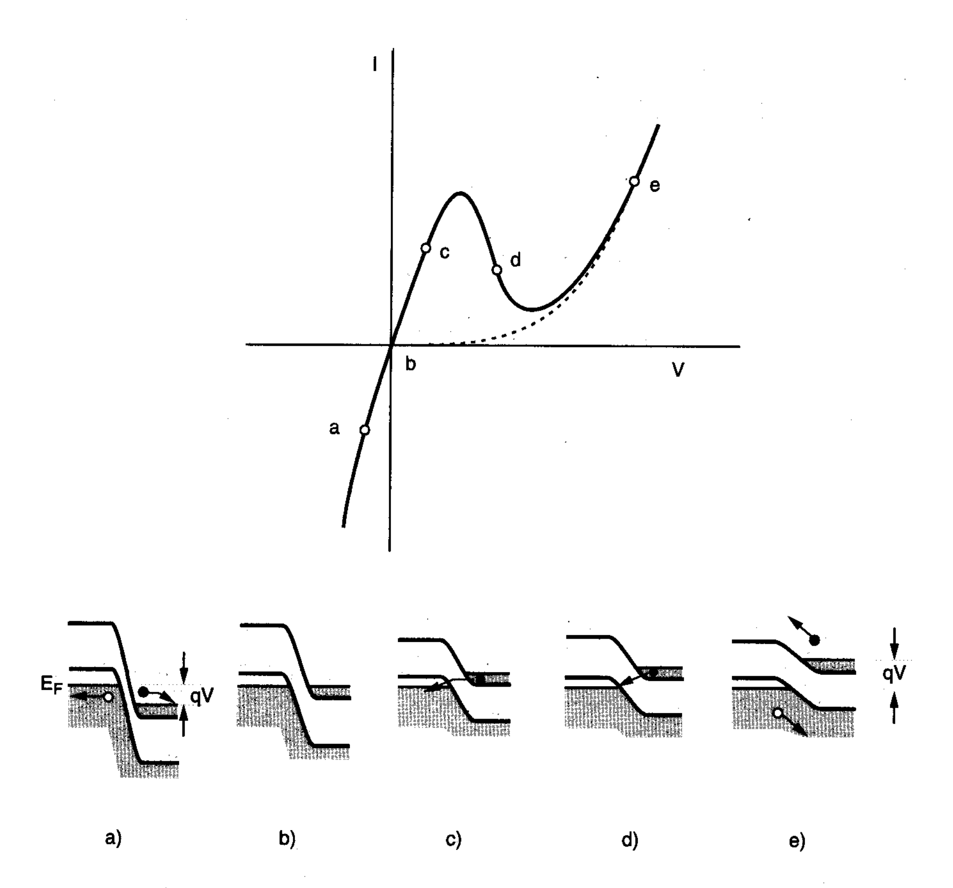


Fig. 5.13. *Parte superior: Característica I-V de un diodo túnel (la curva a trazos representa la corriente debida a la difusión de portadores mayoritarios). Parte inferior: Diagrama de bandas de energía en un diodo túnel en diferentes estados de polarización: a) Polarización inversa. b) Sin polarización externa. c) Polarización en directo con un voltaje aplicado inferior al crítico. d) idem. con un voltaje aplicado superior al crítico, y e) idem. con un voltaje muy alto.*

por lo que la probabilidad de salto por efecto túnel desde la banda de valencia a la de conducción es mayor, ya que el número de estados vacantes para el electrón es también mayor. Por tanto, la corriente en sentido inverso aumenta al aumentar el voltaje inverso (diagrama a). En polarización directa, si el voltaje aplicado es inferior a un valor crítico, existe también efecto túnel de electrones en sentido opuesto al anterior, es decir, desde un estado ocupado en la banda de conducción del lado n a un estado vacío de la banda de valencia del lado p (diagrama c). En esta situación la corriente aumenta con el voltaje. Cuando se aplican voltajes superiores al crítico, el fondo de la banda de conducción puede sobrepasar al borde superior de la

banda de valencia. En esta región de voltajes, disminuye el número de estados ocupados en la banda de conducción susceptibles de soltar un electrón que pueda"tunelear" hacia la banda de valencia (diagrama d) y la corriente disminuye con el voltaje aplicado (zona de resistencia dinámica negativa). Mayores incrementos del voltaje reducen aún más la "corriente túnel". Sin embargo, a partir de un cierto voltaje la corriente de difusión normal en un diodo empieza a predominar sobre la de efecto túnel. La corriente aumenta de nuevo con el voltaje siguiendo la ley del diodo (diagrama e).

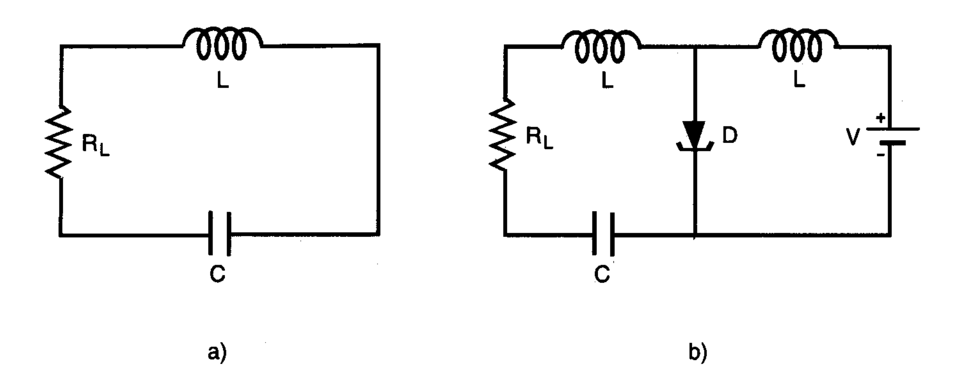


Fig. 5.14. a) Circuito oscilador simple formado por un condensador y una bobina en serie. b) Circuito oscilador incluyendo un diodo túnel, D, para compensar las pérdidas asociadas a la resistencia del circuito (nótese el símbolo empleado para representar el diodo túnel).

La región de resistencia negativa del diodo túnel es muy útil para su utilización en circuitos osciladores, tipo LC. En estos circuitos la onda alterna inducida se amortigua debido a las pérdidas inevitables en las resistencias inherentes a la bobina y al cableado. La introducción de un diodo túnel, polarizado en la zona de resistencia negativa permite compensar estas pérdidas. En la fig. 5.14 se da un esquema de un circuito oscilador tipo LC simple (fig. 5.14a) y del mismo circuito incluyendo un diodo túnel, D, para compensar las pérdidas asociadas a la resistencia de carga, R_L y al resto del circuito (fig. 5.14b). El diodo está acompañado de una fuente de alimentación que polariza el diodo y es en definitiva la que suministra la energía perdida. Debido a que en el efecto túnel sólo participan portadores mayoritarios, la velocidad de respuesta de los diodos a variaciones de potencial es muy rápida. Por esta razón la frecuencia de oscilación puede sobrepasar el gigahercio. Sin embargo, la amplitud de oscilación es pequeña, ya que está limitada a la región de voltajes donde se presenta la resistencia negativa.

5.4.3. Diodos de capacidad variable: varactores

En los diodos semiconductores, la variación de la capacidad de la unión con el voltaje de polarización (apartado 3.5) encuentra numerosas aplicaciones en circuitos electrónicos, tales como en circuitos de control de frecuencia para sintonía, en circuitos de amplificación paramétrica, etc. Según se vió en el capítulo tercero, la principal contribución a la capacidad de un diodo proviene de dos factores: i) la capacidad, C_s, debida a la carga espacial localizada en la región de agotamiento, y ii) la denominada capacidad de difusión, C_d, asociada a los portadores minoritarios acumulados en las regiones neutras. La capacidad C_s está determinada por el voltaje de polarización aplicado al diodo (ec. 3.48), mientras que la capacidad C_d depende sobre todo de la corriente que pasa a través de la unión (ec. 3.51). Por esta razón, esta última contribución es dominante sobre todo para voltajes de polarización en directo, mientras que en polarización inversa la contribución más importante es debida a la capacidad asociada a la carga espacial. Así pues, es en la región de voltajes negativos (polarización inversa) donde los diodos pueden ser utilizados como dispositivos de capacidad variable, controlada por el voltaje aplicado al diodo. A estos dispositivos se les conoce con el nombre de varactores[1].

De acuerdo con la ec. (3.48), la dependencia de la capacidad con el voltaje para una unión abrupta p^+- n (es decir, $N_a >> N_d$) viene dada por una función del tipo $C_s \propto V^{-1/2}$, siendo V el voltaje aplicado en sentido inverso. A este tipo de unión también se le denomina *unilateral.* Muy a menudo interesa tener otro tipo de dependencia de la capacidad con el voltaje. Así, por ejemplo, en una unión también unilateral, con una variación lineal de la concen-

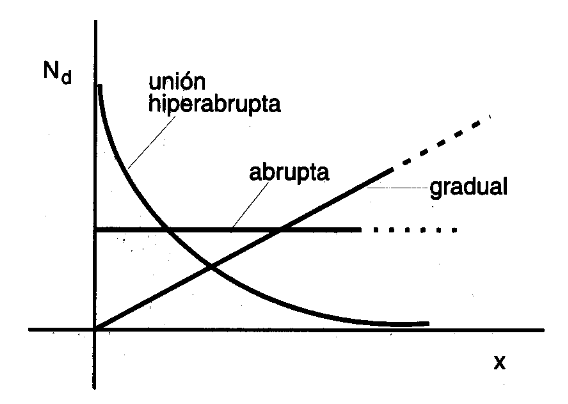


Fig. 5.15. *Variación de la concentración de impurezas con la distancia a la unión, x, en un unión p-n unilateral para tres tipos diferentes de dopaje en el lado n.*

[1] **Nota**: El nombre varactor procede del idioma inglés a través de la contracción de los términos: variable-reactor.

tración de donadores con el espesor, *unión gradual* (fig. 5.15), se encuentra que la relación entre la capacidad y el voltaje inverso es del tipo $C_s \propto V^{-1/3}$. Ambas dependencias obedecen a una ley más general que tiene la forma:

$$C \propto V^{-n} \qquad [5.5]$$

con n = 1/2 para la unión abrupta y n = 1/3 para la unión gradual. Los diodos varactores requieren en muchas aplicaciones una dependencia de la capacidad con el voltaje lo más fuerte posible. En estos casos se recurre a la denominada *unión hiperabrupta*. En este tipo de unión la concentración de impurezas es muy elevada en la superficie de la unión y disminuye gradualmente a medida que aumenta la distancia x hacia el interior (ver fig. 5.15). La dependencia de la capacidad con el voltaje es entonces muy acusada, con n = 2 en la ecuación anterior. Esta fuerte dependencia es explicable si se tiene en cuenta que la variación de la capacidad procede de la variación del espesor de la región de carga espacial con el voltaje aplicado. Por las especiales características de la unión hiperabrupta, la variación del espesor produce cambios muy grandes en la carga contenida en la región de agotamiento.

5.4.4. Diodos p-i-n

La introducción de una capa intrínseca entre dos semiconductores de tipo p y n, *diodos p-i-n*, tiene indudables ventajas en diversas aplicaciones de los diodos, entre ellas la posibilidad de soportar potenciales de ruptura mucho más elevados. Efectivamente, la presencia de la región intrínseca (región i), hace que en los diodos p-i-n, la distribución de la carga espacial a lo largo de la unión cuando los semiconductores se encuentran en equilibrio sin tensión aplicada sea según se indica en la fig. 5.16a. De acuerdo con esta figura, la carga espacial positiva

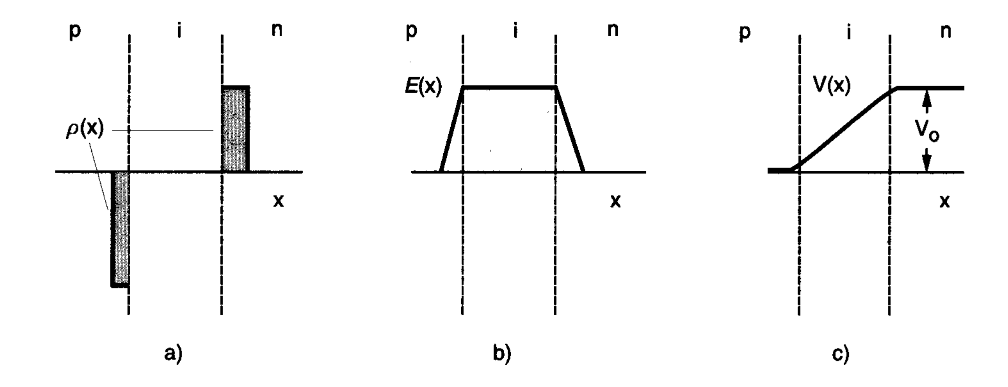


Fig. 5.16. *Variación a) de la carga espacial, ρ(x), b) del campo eléctrico,* **E***(x), y c) del potencial V(x) a lo largo de la unión de un diodo p-i-n en equilibrio, es decir, sin tensión aplicada.*

y negativa se sitúa a ambos lados de la región intrínseca. Ello es debido al trasvase de huecos de la región p a la región intrínseca y de electrones de la región n a la intrínseca. Asimismo, desde la región intrínseca existe un trasvase de electrones a la región p, y de huecos a la región n. Un análisis detallado a través de la ecuación de Poisson permite obtener la variación del campo eléctrico $\boldsymbol{E}$ y el potencial de contacto V_o. Ambas magnitudes han sido también representadas en las figs. 5.16b y 5.16c. Obsérvese que en la región intrínseca el campo eléctrico $\boldsymbol{E}$ asociado a la unión es constante y por tanto la variación del potencial es lineal. Se puede decir que los diodos p-i-n son similares a un diodo p-n, pero con una región de agotamiento muy amplia. En cualquier caso el campo eléctrico de la unión en los diodos p-i-n es menor que en los diodos p-n. Este hecho hace que los diodos p-i-n puedan soportar voltajes en inverso elevados sin alcanzar la región de ruptura. La baja capacidad asociada a la región de agotamiento permite que los diodos p-i-n puedan ser utilizados en circuitos osciladores de frecuencias elevadas, compitiendo incluso en algunas aplicaciones con los diodos túnel.

5.5. DISPOSITIVOS OPTOELECTRONICOS

La interacción de la radiación electromagnética con los átomos de un material semiconductor produce una gran variedad de fenómenos que a su vez han sido aprovechados ventajosamente en la fabricación de diversos dispositivos denominados *optoelectrónicos*, entre ellos los diodos detectores de radiación, células solares, diodos emisores de luz, láseres, etc. Antes de entrar en la descripción detallada de estos dispositivos, conviene hacer un repaso general de la interacción de la luz con los átomos de un medio cualquiera.

Entre los fenómenos más importantes producidos por la interacción luz- materia tenemos la transición radiativa o emisión y la absorción óptica. En la fig. 5.17 viene representado cada uno de estos procesos en un esquema de niveles discretos de energía. En la *absorción óptica* un electrón en un estado inicial de energía E_1 pasa por efecto de la radiación a un estado final de energía E_2 (fig. 5.17a). En este proceso de absorción de energía entre niveles discretos se ha de cumplir que la diferencia de energías entre el estado final y el inicial sea exactamente igual a la energía de la radiación, esto es: $E_2 - E_1 = h\nu$. Una ecuación similar se cumple para las transiciones en sentido inverso *-procesos de emisión-*, en las cuales un electrón pasa desde un estado inicial E_2 de energía elevada a otro E_1 de energía más baja, en este caso con emisión de fotones de energía $h\nu$.

Los procesos de emisión se suelen subdividir a su vez en los denominados espontáneos y estimulados. En los procesos de *emisión espontánea* un electrón que se encuentra en un estado excitado E_2 pasa después de un pequeño período de tiempo al estado fundamental E_1 sin que exista ningún estímulo externo, emitiendo un fotón de energía $h\nu$ (fig. 5.17b). En cambio, en la *emisión estimulada* el electrón realiza la emisión desde el estado excitado solamente cuando el átomo recibe un fotón cuya energía $h\nu$ coincide con la diferencia $E_2 - E_1$. Por tanto, el fotón emitido y el incidente tienen exactamente la misma frecuencia y además oscilan con la misma fase (fig. 5.17c). La radiación emitida por el conjunto de átomos del material se-

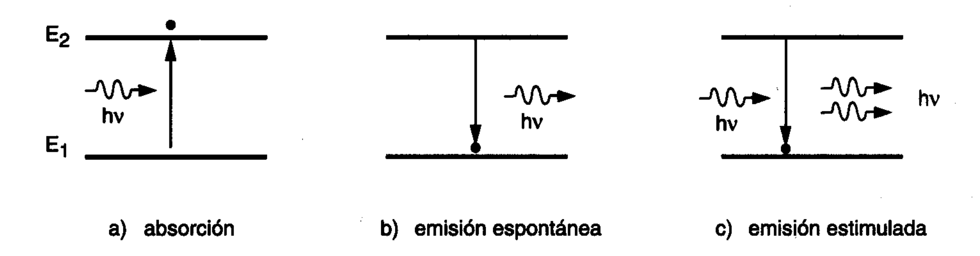


Fig. 5.17. *Procesos básicos de emisión y absorción de radiación electromagnética entre dos niveles energéticos de un átomo.*

rá por tanto monocromática y coherente (todos los fotones oscilan con la misma frecuencia y fase). Se puede demostrar que **para que exista emisión estimulada el estado de ocupación de los niveles excitados tiene que ser mayor que el de los niveles fundamentales**. A esta condición se la denomina *inversión de poblaciones,* ya que en un material en equilibrio térmico ocurre lo contrario, es decir, el nivel fundamental está más poblado que los niveles excitados. Además se requiere también que exista una elevada densidad de energía de radiación hv para que se produzca emisión estimulada. Como veremos después existen diversos procedimientos para que se cumplan estas dos condiciones.

Cuando se trata de un material semiconductor la distribución de los electrones en bandas de energía, en lugar de niveles discretos, hace que en los procesos de absorción la energía del fotón necesaria para excitar un electrón desde la banda de valencia a la de conducción cumpla la condición:

$$h\nu \geq E_c - E_v = E_g \qquad [5.6]$$

siendo E_g la energía de la banda prohibida. Ello es debido a que el electrón se puede trasladar desde un nivel de energía inferior al tope de la banda de valencia a otro nivel con energía superior a la del fondo de la banda de conducción. Cuando la transición se realiza desde o hacia estados asociados a impurezas o a otros defectos del material con estados energéticos en la banda prohibida, la energía de la transición es evidentemente menor. Nótese que los procesos de absorción y emisión se corresponden con los de excitación y desexcitación de electrones en un semiconductor, ya tratados en los capítulos 1 y 2.

En los procesos de absorción óptica la luz se atenúa a medida que atraviesa el medio. Dado que la cantidad de luz absorbida en un elemento infinitesimal de volumen es siempre

proporcional a la intensidad de luz existente en ese punto, la disminución de la intensidad de la luz, I, con la distancia x recorrida desde la superficie seguirá una ley exponencial del tipo:

$$I = I_0 \exp(-\alpha x) \qquad [5.7]$$

siendo I_0 la intensidad de luz incidente en la superficie del material y α *el coeficiente de absorción.* Este coeficiente está relacionado con la proporción de luz que es absorbida por unidad de longitud, de forma que cuanto mayor sea su valor mayor será la atenuación de luz para un espesor dado de material. El coeficiente α depende mucho de las características del medio y sobre todo, en el caso de semiconductores, de la longitud de onda λ de la radiación ($\lambda = c/\nu$, siendo c la velocidad de la luz en el vacío). La longitud de onda crítica, λ_c, por debajo de la cual la energía de la radiación es suficiente para excitar electrones desde la banda de valencia a la de conducción vendrá dada por:

$$\lambda_c = \frac{c}{\nu} = \frac{hc}{h\nu} = \frac{1.24}{E_g}\ \mu m \qquad [5.8]$$

con E_g expresado en electrón-voltio. Si la energía de la radiación es tal que $\lambda < \lambda_c$, el coeficiente de absorción será elevado. En cambio, cuando λ se acerca o se hace mayor que λ_c, el coeficiente de absorción disminuye. En la fig. 5.18 se presenta la variación experimental de α en función de λ para algunos semiconductores típicos. Obsérvese que la disminución de α se

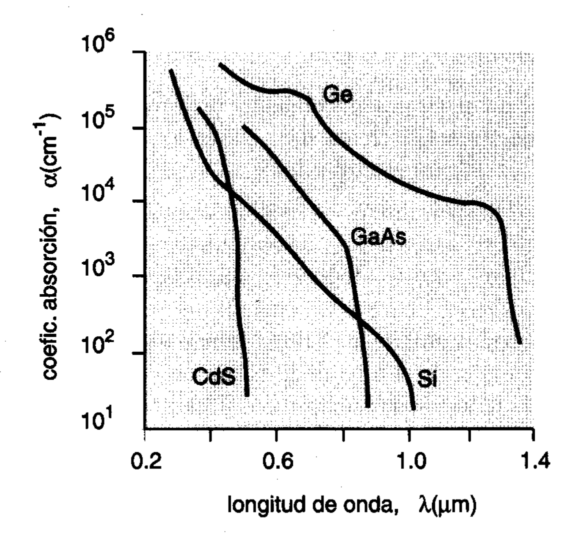


Fig. 5.18. *Variación del coeficiente de absorción en función de la longitud de onda de la radiación incidente, para algunos semiconductores típicos.*

hace muy abrupta cuando se alcanza el valor crítico que corresponde con el comienzo de la transición de banda a banda (borde de absorción). De hecho, la técnica de obtención de estas curvas, denominada *espectroscopia óptica*, constituye un buen método de determinación de λ_c, y por tanto de la energía de la banda prohibida de un semiconductor (ec. 5.8).

5.5.1. Fotoconductores (*)

Las transiciones de banda a banda (intrínsecas) o las que se hacen involucrando niveles de impurezas (extrínsecas) en los procesos de absorción óptica en un semiconductor dan lugar a un incremento de la concentración de portadores en la banda de valencia o de conducción del semiconductor. Este fenómeno produce un aumento de la conductividad el material, y se utiliza para detectar y medir la intensidad de la radiación. Así, en los dispositivos fotoconductores se utiliza simplemente un semiconductor muy sensible a la radiación luminosa en una región de longitud de onda determinada, el cual es sometido a un voltaje V mediante dos electrodos aplicados en sus extremos formando un contacto óhmico (fig. 5.19a).

Consideremos el caso de un semiconductor intrínseco, en el cual la concentración de portadores es muy baja. En ausencia de radiación (oscuridad) su conductividad ha de ser baja, y por tanto la corriente, I, medida cuando se aplica un voltaje V en los extremos del semiconductor también será muy pequeña. En cambio, cuando el semiconductor se ilumina con una radiación de longitud de onda adecuada, la concentración de portadores aumenta sensiblemente sobre la que corresponde al equilibrio térmico, debido a la generación de pares electrón-hueco, según se muestra en el esquema de bandas de energía de la fig. 5.19b. En estas condiciones la conductividad del material aumenta en proporción a la intensidad de la luz y puede alcanzar valores muy elevados. La corriente a través del material debe tener entonces un valor elevado.

Es importante destacar que **no todos los portadores fotogenerados contribuyen a la conducción, ya que una fracción importante de ellos se recombina antes de llegar al extremo correspondiente del semiconductor**. Se puede hacer un cálculo sencillo del incremento de corriente, ΔI_e, debida al exceso de electrones generado en la banda de conducción, Δn, a través de la ecuación:

$$\Delta I_e = q\, \mu_e (\Delta n)\, \boldsymbol{E}\, S \qquad [5.9]$$

siendo $\boldsymbol{E}$ el campo eléctrico aplicado, μ la movilidad de los electrones y S la sección transversal del fotoconductor. En condiciones de iluminación, el estado estacionario se alcanza cuando la velocidad de generación de portadores en todo el volumen del semiconductor, G, se iguala a la velocidad de recombinación, R, es decir, R = G. Según se estableció en el apartado

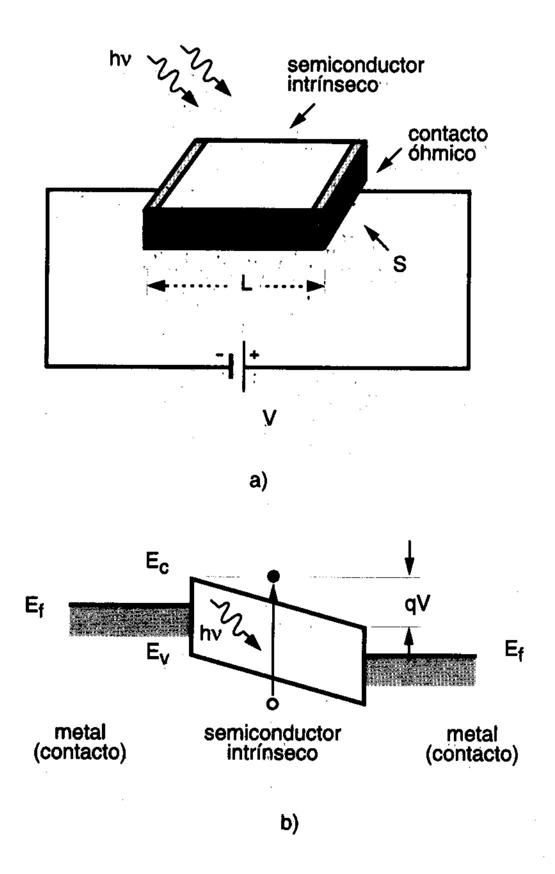


Fig. 5.19. *a) Esquema del funcionamiento de un dispositivo detector de radiación utilizando un material fotoconductor. b) Esquema de bandas de energía del proceso de generación de pares electrón-hueco en el fotodetector sometido a una diferencia de potencial V.*

2.6.1, para un semiconductor intrínseco en el cual existe un exceso de portadores, $\Delta n = \Delta p$, la velocidad de recombinación de los portadores vendrá dada por:

$$R = \frac{\Delta n}{\tau} = \frac{\Delta p}{\tau} \qquad [5.10]$$

siendo τ el tiempo de vida media de los portadores fotogenerados. Por otra parte, en un semiconductor de longitud L en el que suponemos que el espesor es suficiente para que toda la

luz que incide sobre él sea absorbida en su interior, tendremos para la velocidad de generación de portadores en la banda de conducción:

$$G = \eta \, n_{fot} = \eta \, \frac{P_i / h\nu}{SL} \qquad [5.11]$$

siendo n_{fot} el número de fotones incidentes en el semiconductor por unidad de volumen y de tiempo, y η la eficiencia de la conversión en la generación de portadores. El valor de n_{fot} se calcula en la última igualdad a través del cociente entre la potencia de la luz incidente, P_i, y la energía de la radiación, $h\nu$, dividido a su vez por el volumen del material.

Sabiendo que la velocidad de arrastre de los electrones por el campo eléctrico viene dada por: $v_e = \mu_e E$, las igualdades anteriores permiten escribir para la corriente de electrones fotogenerada entre los dos electrodos:

$$\Delta I_e = q \, v_e \, \eta \, \frac{P_i / h\nu}{L} \, \tau \qquad [5.12]$$

Si tenemos en cuenta que el cociente $t_r = L/v_e$ representa el tiempo de tránsito de los electrones entre los dos electrodos, resulta para ΔI_e :

$$\Delta I_e = q \, \eta \, \frac{P_i}{h\nu} \, \frac{\tau}{t_r} \qquad [5.13]$$

con una expresión similar para la corriente de huecos en la banda de valencia. En la ecuación anterior, el factor $q\eta(P_i/h\nu) = I_{fot}$ tiene dimensiones de corriente y representa la velocidad de generación de carga en el semiconductor. Por ello es considerado a menudo como la corriente primaria debida a los portadores fotogenerados. En función de este parámetro, se define el factor de ganancia del fotoconductor a través del cociente:

$$\frac{\Delta I}{I_{fot}} = \frac{\tau}{t_r} \qquad [5.14]$$

En la ecuación anterior se ha prescindido del subíndice de ΔI, ya que el resultado es válido tanto para la corriente de electrones como para la corriente de huecos en el semiconductor, siempre que se utilice en cada caso el valor correspondiente de t_r. Con objeto de aumentar la ganancia del fotodetector interesa utilizar materiales en los cuales el tiempo de vida de los portadores generados, τ, sea lo mayor posible. Asimismo, el tiempo de tránsito de los portadores desde un electrodo a otro, t_r, ha de ser muy pequeño con objeto de que sean colectados antes de que se recombinen. Para ello es preciso utilizar semiconductores muy puros y libres de defectos. La longitud del dispositivo interesa que sea también muy pequeña y el campo eléctrico aplicado elevado. Para materiales fotoconductores típicos, como el sulfuro de cadmio

o el sulfuro de plomo, se ha encontrado para el cociente τ/t_r valores del orden de 10^6. Los dispositivos fotoconductores se utilizan sobre todo en el infrarrojo (en la región de 8-14 µm de longitud de onda), donde no existen otras alternativas de detección. En estos casos es preciso utilizar semiconductores con una banda prohibida muy pequeña (el compuesto HgCdTe es uno de ellos), y refrigerarlos a temperaturas de 77 K mediante nitrógeno líquido con objeto de reducir la contribución de los portadores intrínsecos.

5.5.2. Diodos detectores de radiación: Fotodiodos

Muy a menudo se utilizan diodos de unión para mejorar la sensibilidad y la velocidad de respuesta de los detectores de radiación en la región óptica de más alta energía. Así cuando un diodo se ilumina con radiación de energía suficiente se crean pares electrón-hueco a ambos lados de la unión como consecuencia de la excitación de portadores desde la banda de valencia a la de conducción. Los portadores generados a uno y otro lado a distancias grandes de la unión no producen efectos apreciables en las características del diodo. En cambio, los pares electrón-hueco generados, bien sea dentro de la región de carga espacial o bien a una distancia de la unión menor que la correspondiente longitud de difusión, son arrastrados hacia el lado opuesto a causa del campo eléctrico presente en la unión. El exceso de carga creado en las regiones neutras a cada lado de la unión origina una diferencia de potencial, V_{oc}, que tiene la misma polaridad que el diodo, es decir, lado p positivo y lado n negativo. Este proceso de separación de los portadores se conoce como *efecto fotovoltaico*, y los diodos que emplean este efecto para detectar la presencia de radiación se denominan a su vez *fotodiodos* (fig. 5.20a).

Un diodo operando con un cierto voltaje aplicado, V, en presencia de radiación electromagnética capaz de excitar portadores a través de la banda prohibida dejará pasar una intensidad I dada por:

$$I = I_o [\exp(qV / kT) - 1] - I_L \qquad [5.15]$$

donde el primer término representa la corriente típica de un diodo, es decir la corriente en oscuridad (ec. 3.36) y el segundo término I_L representa la corriente debida a los portadores generados. Este término viene precedido del signo negativo porque el movimiento de estos portadores se verifica en la misma dirección que la de los portadores minoritarios, esto es, con el mismo sentido que la corriente en inversa del diodo. El valor de I_L puede calcularse a través de la ecuación:

$$I_L = q\,G\,S\,(L_e + L_h) \qquad [5.16]$$

siendo G el número de portadores generados por unidad de volumen y de tiempo y S el área de la sección transversal del diodo. L_e y L_h representan las longitudes de difusión de electrones y huecos ya definidas en el capítulo segundo (apartado 2.6).

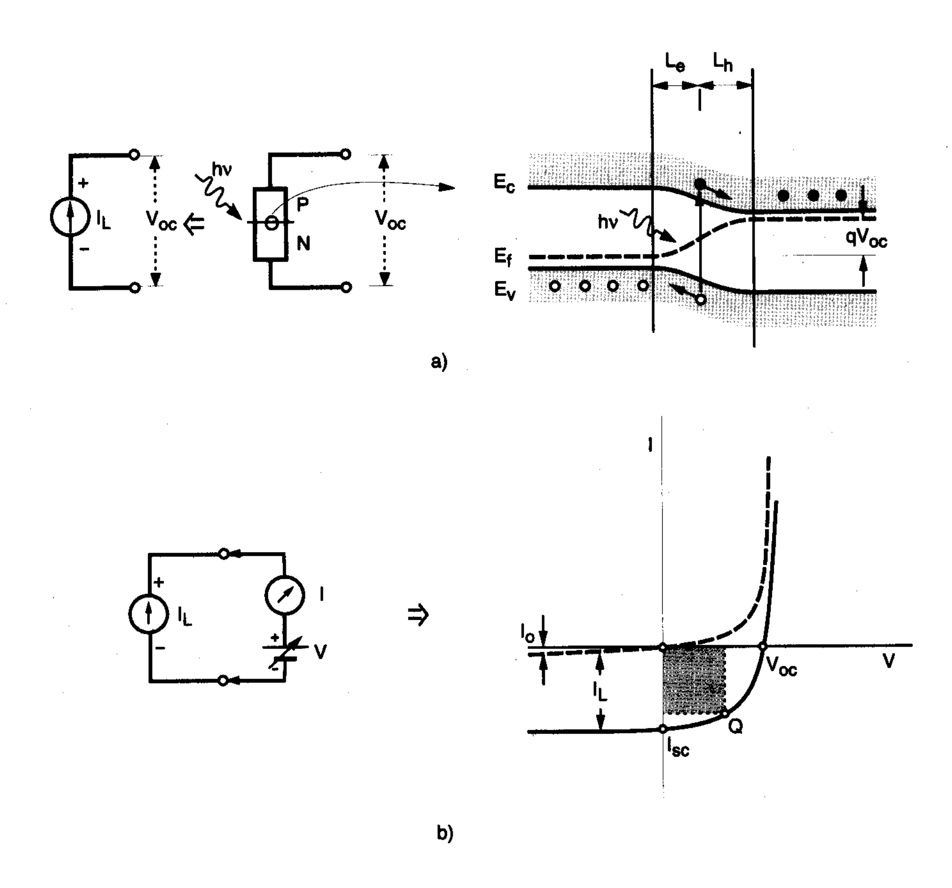


Fig. 5.20. *a) Proceso de generación de pares electrón-hueco por absorción de luz en la región de carga espacial de una unión p-n (la figura de la izquierda representa el circuito equivalente de un fotodiodo formado por la fuente de corriente I_L). b) Medida de la curva característica I-V de un fotodiodo en iluminación. La linea a trazos representa la curva característica en oscuridad.*

En la fig. 5.20b se ha representado la característica I-V de un fotodiodo bajo iluminación. Obsérvese que esta característica está desplazada en una cantidad I_L, prácticamente constante, respecto a la curva en la oscuridad. Los fotodiodos generalmente operan en el tercer cuadrante, es decir, con polarización negativa y con corriente también negativa, ya que en esta región la corriente es prácticamente independiente del voltaje y además proporcional a

la velocidad de generación de portadores (siempre que $I_L >> I_0$). El dispositivo funciona entonces como detector del nivel de iluminación convirtiendo una señal óptica en señal eléctrica.

Con objeto de aumentar la velocidad de respuesta del fotodiodo normalmente se reduce la anchura de la región de agotamiento, ya que de esta manera el tiempo de tránsito de los portadores, t_r, es más pequeño. Sin embargo, por otra parte interesa también que la anchura de esta región sea lo mayor posible, ya que así la mayor parte de la radiación se absorbe en esta región. Por tanto si se quiere a la vez una alta velocidad de respuesta y una buena eficiencia en la conversión de la luz absorbida es preciso llegar a un compromiso. En este sentido se recurre muy a menudo a la utilización de diodos p-i-n, en los cuales la anchura de la región de agotamiento se puede variar con relativa facilidad, ya que ésta viene determinada fundamentalmente por la anchura de la capa intrínseca (fig. 5.21a).

En los *fotodiodos de avalancha*, el dispositivo se polariza en el régimen de avalancha de polarización inversa. De esta manera los pares electrón-hueco generados en la región de agotamiento pueden alcanzar un factor de multiplicación elevado mediante el proceso de avalancha, consiguiéndose así un factor de ganancia también elevado.

En la fig. 5.21b se presenta un diagrama esquemático del corte transversal de un fotodiodo tipo p-i-n. La región intrínseca está situada muy cerca de la superficie con objeto de aumentar al máximo la absorción de la radiación en esta región. El contacto metálico superior suele hacerse utilizando bien sea un material conductor transparente (el óxido de estaño o de indio puede ser adecuado) o bien una capa metálica muy fina en forma de rejilla dejando la

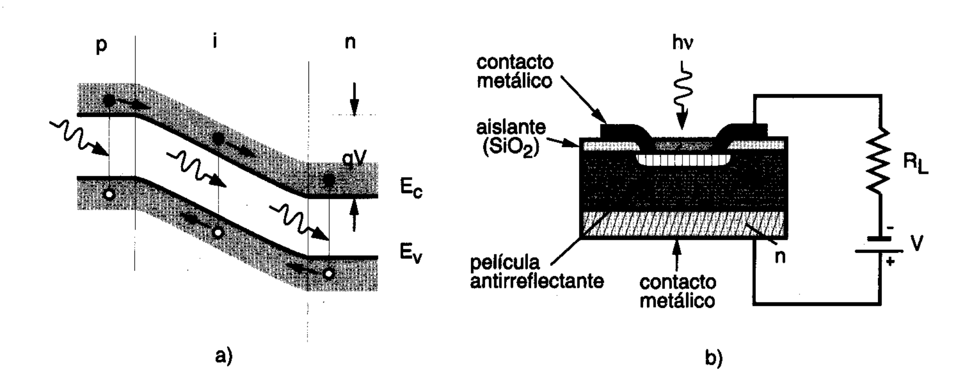


Fig. 5.21. *a) Esquema del proceso de generación de portadores en un fotodiodo del tipo p-i-n. b) Sección transversal de un fotodiodo p-i-n (obsérvese la disposición del electrodo superior para permitir el paso de la radiación, y la presencia de un película antirreflectante).*

máxima superficie del diodo expuesta a la radiación. El dispositivo lleva además una *capa antirreflectante* para disminuir al máximo las pérdidas por reflexión de la luz en la superficie del diodo. Estas capas están formadas por una película transparente de un material aislante (SiO_2, Si_3N_4, etc.), cuyo índice de refracción y espesor son los adecuados para evitar, mediante un fenómeno de interferencia, la reflexión de la luz.

5.5.3. Células solares

Si el diseño de un fotodiodo se optimiza para convertir la radiación solar en una corriente eléctrica susceptible de ser aprovechada en un circuito de consumo tenemos entonces una célula solar. En este caso el diodo opera en el cuarto cuadrante de la fig. 5.20b, es decir, suministrando un voltaje de salida y una corriente sin necesidad de polarización externa (punto Q en la característica I-V). Nótese que en esta región de operación el voltaje es positivo y la corriente es negativa, lo cual significa que la potencia disipada en el diodo es negativa, o dicho en otras palabras, el diodo entrega potencia al exterior. En cualquier caso, cuando la célula trabaja en un régimen de voltajes bajos su comportamiento se puede aproximar al de una fuente de corriente[2] de intensidad I_L, suministrando un voltaje variable, V, cuyo valor depende de la resistencia de carga conectada a la célula.

En la preparación de una célula solar se ha de poner especial atención en minimizar el valor de la resistencia serie de la célula, R_s. Esta resistencia procede de las resistencias asociadas a las regiones neutras y a los contactos de salida del diodo. En una célula solar típica, la presencia de una resistencia serie de sólo unos pocos ohmios puede reducir la potencia de salida en un factor 3 (véase problema A3). En la fig. 5.22a se presenta un esquema del circuito equivalente de una célula solar donde se ha incluido la resistencia serie, R_s, y la resistencia de carga, R_L. En este circuito la célula solar se ha representado por una fuente de corriente de valor I_L, con una resistencia en paralelo constituida por el propio diodo. La corriente $I_{cel} = I_o\,[\exp(qV/kT) - 1]$, que circula a través del propio diodo, corresponde al primer término de la ecuación [5.15] y está originada por la corriente de mayoritarios debida al voltaje, V, suministrado por la propia célula. En el punto de operación, normalmente $I_{cel} < I_L$, por lo que la corriente I en el circuito externo tiene el mismo sentido que I_L.

Otro factor crítico a considerar en el diseño de las células solares es el punto de funcionamiento, Q, en la característica I-V. Según se comenta en el Apéndice A2, el punto de funcionamiento de un diodo está determinado por la intersección de la curva característica del diodo y la recta de carga. En una célula solar capaz de suministar una corriente I sobre una resistencia de consumo, R_L, la recta de carga está determinada por la ecuación: $V = I\,R_L$, es decir, se corresponde con una recta que pasa por el origen y tiene una pendiente igual a $1/R_L$, tal como se indica en el diagrama de la fig. 5.22b. En esta figura se ha representado por co-

[2] **Nota**: En el Apéndice A3 se hace una descripción de las características de las fuentes de alimentación de voltaje y de corriente.

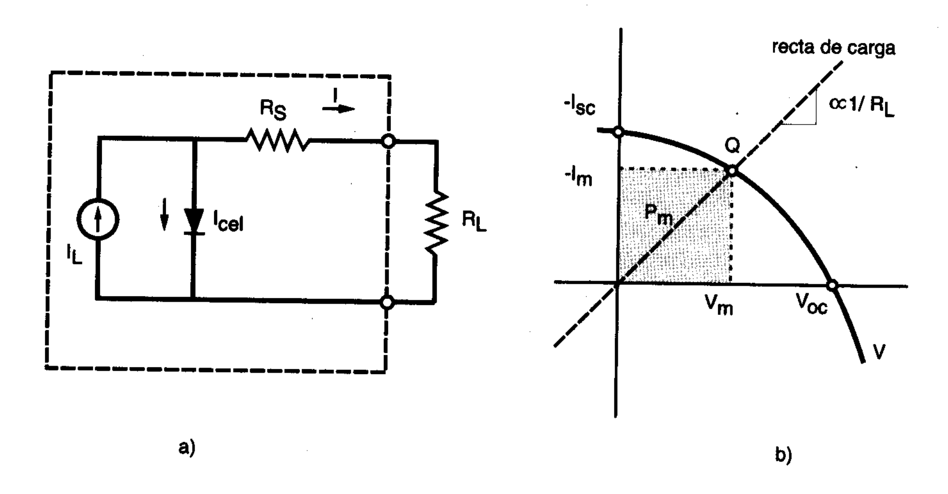


Fig. 5.22. *a) Circuito equivalente de una célula solar considerada como una fuente de corriente. b) Representación de la curva característica I-V y del punto Q de funcionamiento de un célula solar en condiciones de máxima potencia de salida.*

comodidad la parte negativa del eje de intensidades hacia arriba. La elección de R_L se hace siguiendo el criterio de que el punto Q óptimo es aquel en el cual la potencia de consumo, $P = VI$, es máxima. Esto quiere decir que el área del rectángulo inscrito dentro de la curva I - V, en el cuarto cuadrante debe ser máxima. Este área viene representada por el rectángulo rayado de la fig. 5.22b. Se puede demostrar que en el punto óptimo de operación, la potencia $P_m = V_m I_m$ es aproximadamente: $0.75\ V_{oc}\ I_{sc}$, siendo V_{oc} e I_{sc} la tensión en circuito abierto y la corriente en cortocircuito, respectivamente. Interesa por tanto que el valor de V_{oc} de una célula sea lo más elevado posible, lo cual se consigue aumentando el dopaje de los semiconductores a cada lado de la unión. Sin embargo, el aumento del dopaje trae consigo una disminución de las longitudes de difusión, las cuales han de mantenerse también elevadas. Se hace necesario, también en este caso, llegar a una solución de compromiso.

Dado que el espectro solar tiene unas características muy específicas, mostrando un máximo de radiación en la región del visible (alrededor de 0.5 μm), es preciso elegir en el diseño de la célula materiales semiconductores con una banda prohibida adecuada. Si la energía de la banda prohibida E_g es pequeña, gran parte de la energía solar, la de menor longitud de onda, λ, se absorbe directamente en forma de calor y no contribuye a la corriente de la célula. Al contrario, si E_g es elevada la radiación con un valor de λ mayor que el crítico, λ_c, no se absorbe.

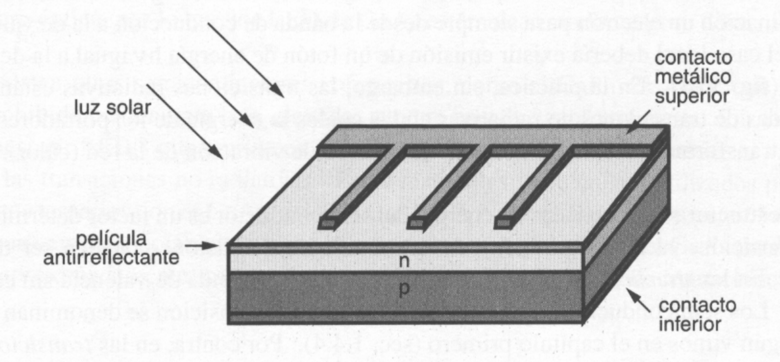


Fig. 5.23. *Estructura de una célula solar típica.*

Teniendo en cuenta todos los factores considerados es posible calcular la anchura óptima de la banda prohibida que ha de tener el semiconductor para colectar la máxima potencia de energía solar. Así se demuestra que el valor de E_g óptimo está situado entre 1.1 y 1.4 eV dependiendo de las condiciones de irradiación solar (terrestre o en el espacio). El *factor de eficiencia* en la captación, es decir, potencia suministrada dividida por la potencia incidente, puede ser entonces hasta del 30%. Los semiconductores que mejor se adaptan a estos valores de E_g son el Si y el GaAs, con valores de E_g de 1.12 y 1.43 eV, respectivamente (véase tabla 2.2). Otros materiales que tienen menos eficiencia pero que resultan muy atractivos para su utilización en células solares debido a su bajo coste de preparación son el a:Si (silicio amorfo) y el CdS, este último en forma policristalina.

En la fig. 5.23 se presenta un esquema de la estructura de una célula solar típica, en la que se incluye también una película antirreflectante para evitar las pérdidas por reflexión de la luz. El contacto eléctrico de salida en la parte superior, de forma similar a un fotodiodo, se hace en forma de rejilla con bandas distribuidas adecuadamente sobre toda la superficie con objeto de disminuir la resistencia de contacto, y por tanto la resistencia serie R_s, tratando a la vez de no restar área expuesta a la radiación.

5.5.4 Diodos emisores de luz

Los diodos emisores de luz o LED[3] tienen su fundamento en el proceso inverso a los diodos fotodetectores. Así, cuando un diodo se polariza en directo los portadores minorita-

[3] **Nota**: El acrónimo LED procede del nombre en lengua inglesa "Light Emitting Diode".

rios, electrones y huecos, una vez inyectados en las regiones neutras de signo opuesto, acaban finalmente recombinándose con los portadores mayoritarios de la región. En estos procesos de recombinación un electrón pasa siempre desde la banda de conducción a la de valencia por lo que en el caso ideal debería existir emisión de un fotón de energía $h\nu$ igual a la de la banda prohibida (fig. 5.24). En la práctica, sin embargo, las transiciones radiativas están también acompañadas de transiciones no radiativas en las cuales la energía de los portadores inyectados acaba transformándose en un aumento del estado de vibración de la red (calor).

La estructura de las bandas de energía del semiconductor es un factor determinante del tipo de transición, ya que según sea esta estructura las transiciones pueden ser directas o indirectas. En las *transiciones directas* el electrón pasa a la banda de valencia sin cambio de momento. Los semiconductores que presentan este tipo de transición se denominan de "gap" directo, según vimos en el capítulo primero (sec. 1.4.4). Por contra, en las *transiciones indirectas* el electrón cambia su momento en la transición mediante la participación de un *fonón* que lógicamente cambia el estado de vibración de la red. Estas transiciones se presentan en los semiconductores de "gap" indirecto. Ambas transiciones son radiativas pero la probabilidad de las indirectas es mucho menor que la probabilidad de las directas. Por tanto otros procesos competitivos no radiativos son mucho más frecuentes en los semiconductores de "gap" indirecto que en los de "gap" directo.

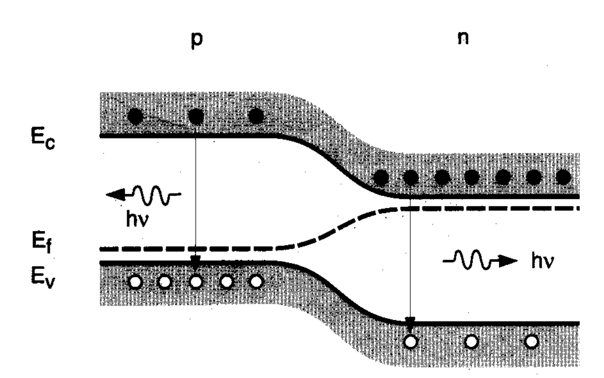


Fig. 5.24. Procesos de recombinación de minoritarios en una unión p-n polarizada en directo, con emisión de fotones (diodo LED).

Entre los semiconductores más conocidos, el silicio y el germanio son de "gap" indirecto, mientras que el arseniuro de galio y otros compuestos de los grupos III y V (compuestos III-V) presentan "gap" directo. El GaAs tiene una banda prohibida de 1.43 eV y por ello se

usa como material apropiado para LED en la región de infrarrojo próximo (≈0.9 μm). Esta región del espectro está siendo muy utilizada actualmente en las comunicaciones ópticas mediante fibra óptica, por lo que los LED de GaAs están alcanzando un gran desarrollo.

Existen otros semiconductores compuestos, como el GaP o el AlAs, que tienen una banda prohibida con energía más elevada, aunque son de "gap" indirecto. Sin embargo, se puede construir LED's que emitan en el visible partiendo de estos materiales si se consigue eliminar las transiciones no radiativas. Estos materiales también son utilizados para formar compuestos ternarios con el GaAs, del tipo $GaAs_{1-x}P_x$ con una fracción, x, pequeña. Con ello se consigue aumentar notablemente la anchura de la banda prohibida del GaAs (hasta un valor de 2 eV, aproximadamente) manteniéndose al mismo tiempo el tipo de transiciones directas.

5.5.5. Diodos láser

Cuando la densidad de corriente en un diodo emisor de luz aumenta hasta un cierto límite, se puede presentar la emisión de radiación en forma de *láser*, es decir, luz monocromática, coherente y confinada en un haz no divergente. En la mayoría de los LED generalmente existe una densidad de corriente umbral por encima de la cual aparece este efecto de emisión estimulada. La condición necesaria para que se presente emisión estimulada es que se produzca una alta inversión de población de portadores en las regiones neutras, como consecuencia de la inyección de minoritarios desde el lado opuesto. Al mismo tiempo ha de existir también una elevada densidad de fotones, los cuales pueden proceder del propio diodo a través de la recombinación de minoritarios en las regiones neutras. Esto último se consigue confinando la región de recombinación a zonas muy estrechas, haciendo que la luz emitida sufra múltiples reflexiones internas antes de salir del diodo (*cavidad resonante de Fabry-Perot*). Un buen confinamiento de la luz se puede obtener por ejemplo si existe una diferencia muy acusada entre el índice de refracción de la región de recombinación (generalmente esta región es la de agotamiento) y el índice de las zonas neutras.

La fig. 5.25 muestra un esquema de bandas de energía del proceso de emisión láser en una unión p-n polarizada en directo, con un voltaje suficientemente elevado de forma que la corriente esté por encima del valor umbral. Una corriente elevada se puede conseguir utilizando semiconductores degenerados de forma que el nivel de Fermi a cada lado de la unión esté por encima (debajo) del borde de la banda de conducción (valencia). En estas condiciones se obtiene una unión abrupta con un voltaje de contacto elevado (fig. 5.25a). Si se polariza en directo con un voltaje V la unión funciona como un diodo normal, inyectando electrones en el lado p y huecos en el lado n (fig. 5.25b). Cuando el voltaje es suficientemente elevado la concentración de minoritarios a ambos lados de la unión es tan elevada que en las proximidades de la unión (región de espesor x en la fig. 5.25c) se dan condiciones de inversión de población, es decir, la concentración de electrones en la banda de conducción en el lado p es mucho más elevada que la correspondiente al equilibrio térmico. Obviamente, para los huecos

se tiene una situación análoga. Ocurre entonces la emisión láser por recombinación de portadores minoritarios en esa región (fig. 5.25c).

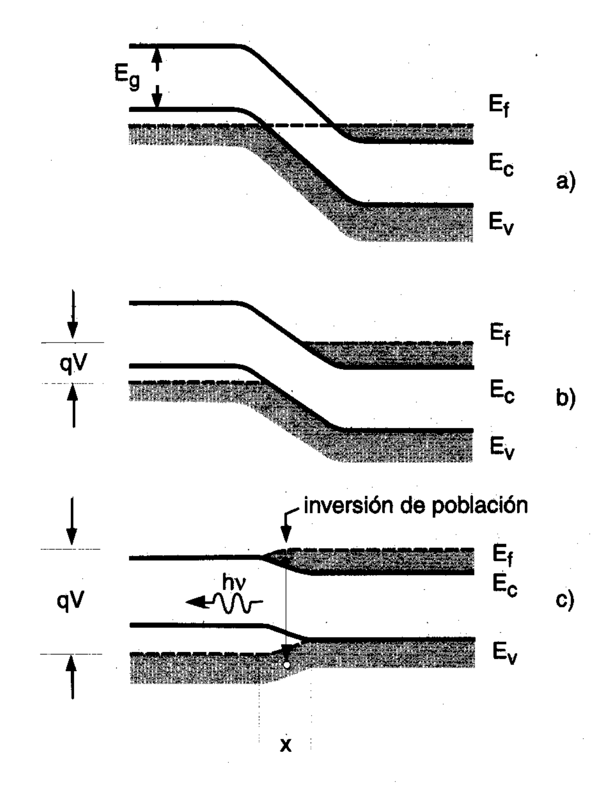


Fig. 5.25. *Diagrama de energía de un proceso de emisión láser: a) Unión p-n en equilibrio formada por dos semiconductores degenerados, b) Unión p-n polarizada en directo, y c) Polarización en condiciones de alta inyección de mayoritarios, con emisión estimulada de luz (láser) en la región de inversión de poblaciones (de anchura x).*

La emisión láser se ha observado en semiconductores principalmente de "gap" directo, lo cual es explicable si se tiene en cuenta que en ellos las transiciones radiativas son las más probables. Entre estos semiconductores se encuentra en lugar prominente el GaAs y otros compuestos ternarios y cuaternarios de los grupos III y V, como el $Al_xGa_{1-x}As$, el $Al_xGa_{1-x}As_ySb_{1-y}$, etc. los cuales tienen un valor de E_g creciente a medida que aumentan las fracciones x ó y de la composición. Todos estos materiales son ampliamente utilizados en la preparación de diodos láser. Debido a la posibilidad de modular la intensidad luminosa me-

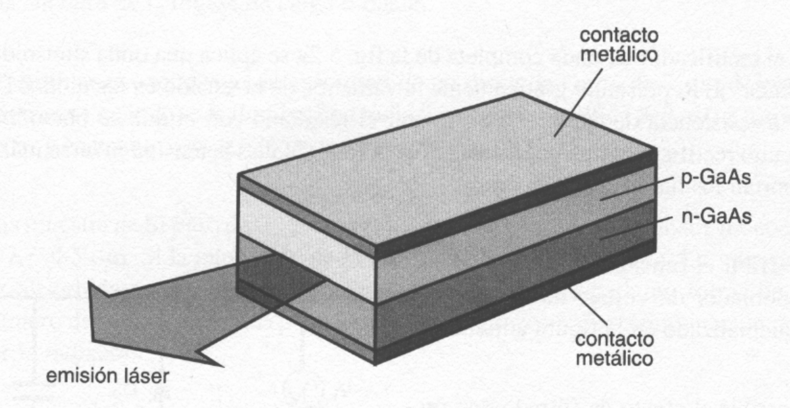


Fig. 5.26. *Estructura de un diodo láser de GaAs, tipo homounión.*

diante el voltaje aplicado, las aplicaciones más inmediatas de estos diodos se encuentra en el campo de las comunicaciones por fibra óptica y en el procesado de señales luminosas mediante óptica integrada.

En la fig. 5.26 se muestra una representación esquemática de la estructura de un diodo láser del tipo *homounión* formado por dos semiconductores de GaAs de tipos p y n. Las caras frontales son perfectamente paralelas y perpendiculares a la unión con objeto de obtener una cavidad tipo Fabry-Perot. Este tipo de láser fue el primero de los desarrollados hacia los años 60. Posteriormente se fabricaron nuevas estructuras formadas por uniones dobles del GaAs con compuestos ternarios y también por heterouniones (unión de semiconductores con diferentes composiciones) que dan emisión láser con una corriente umbral mucho más baja.

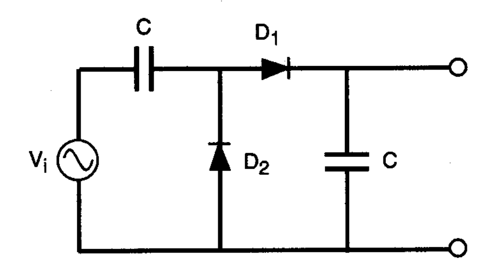
CUESTIONES Y PROBLEMAS

5.1 Determinar el punto de funcionamiento de un diodo polarizado en directo a través de una resistencia de carga de 9 ohmios mediante una fuente de alimentación de 1 V con resistencia interna de 1 ohmio (corriente de saturación del diodo, $I_o = 10^{-12}$ A). Si la

corriente máxima que puede soportar el diodo es de 75 mA. ¿Cúal es la resistencia mínima necesaria para limitar la corriente a este valor?.

5.2 En el rectificador de onda completa de la fig. 5.2a se aplica una onda sinusoidal v_i a la entrada. a) Representar gráficamente la variación de la tensión en los diodos D_1 y D_2 y en la resistencia de carga. b) Comparar el resultado con el que se obtendría con el circuito rectificador tipo puente de la fig. 5.3a. ¿Cúal es la tensión inversa máxima que soportan los diodos en cada caso?.

5.3 Describir el funcionamiento del circuito doblador de voltaje de media onda esquematizado en la figura adjunta.



5.4 Describir el efecto de filtrado que produce un condensador de capacidad elevada colocado a la salida de un puente rectificador de onda completa.

5.5 Dos diodos se conectan en oposición directamente a la salida de una fuente de alimentación de 6 V. a) Calcular la corriente y la tensión que soporta cada diodo. b) Suponiendo que la tensión de ruptura de los diodos es de 5.8 V, ¿cuál sería la corriente en el circuito?. Utilícese para la corriente de saturación de los diodos el valor de $I_o = 1\mu A$.

5.6 A menudo se representa el comportamiento de un diodo Zener por un circuito equivalente formado por un generador de tensión V_z (V_z es la tensión de ruptura del diodo) y una resistencia serie, R_z (R_z es la resistencia dinámica), ambos de valor constante. De acuerdo con esta aproximación, calcular: a) La variación de la tensión de salida V_o con la intensidad I en el circuito de carga de una fuente de alimentación de tensión V_i estabilizada con el diodo Zener. b) La fuente de alimentación equivalente obtenida mediante el teorema de Thévenin.

5.7 Un diodo Zener de 60 V de voltaje de ruptura funciona entre 2 y 40 mA para estabilizar una fuente de alimentación de 100 V y resistencia interna de 10 ohmios. Calcular la resistencia serie necesaria para mantener una salida constante en la carga. ¿Cuál es la corriente máxima que puede suministrar la fuente?.

5.8 Si a la fuente del problema anterior se le conecta una resistencia de carga de 6000 ohmios, ¿entre qué límites puede variar la tensión del generador manteniéndose constante la tensión de salida?.

5.9 Un diodo túnel de Si está dopado de forma que $N_a = N_d$, siendo la concentración de impurezas de 1 por cada 10^3 átomos de Si. Calcular la altura de la barrera de la unión y la anchura de la región de carga espacial.

5.10 Determinar el coeficiente de absorción de un pieza de GaAs de 7 μm de espesor, sabiendo que cuando se la ilumina con radiación monocromática de $\lambda = 0.8$ μm refleja un tercio y transmite otro tercio de la radiación.

5.11 Una muestra de Si puro de 0.1 μm de espesor se ilumina con luz con luz monocromática de $\lambda = 0.5$ μm. Si la intensidad de la luz es de 50 mW, calcular: a) La intensidad de la luz absorbida en el semiconductor. b) La intensidad disipada en forma de calor. c) Número de fotones emitidos por segundo en los procesos de recombinación originados por la radiación.

5.12 Un fotodiodo se ilumina con un haz puntual a una distancia x de la unión. Calcular la variación de la corriente originada en el diodo con la distancia x.

5.13 A partir de la curva característica I-V de una célula solar dada por la ec. [5.15], a) Determinar gráficamente el punto de operación cuando se conecta una resistencia R_L entre los terminales de salida de la célula. b) Determinar el valor que ha de tener R_L para conseguir la máxima potencia de salida.

5.14 A partir del circuito equivalente de una célula solar mostrado en la fig. 5.22, discutir el efecto de la resistencia R_s en el circuito de salida.